

Digital AGC for a CDMA radiotelephone

Patent Number: ☐ US5566201
Publication date: 1996-10-15
Inventor(s): OSTMAN KJELL (FI)
Applicant(s):: NOKIA MOBILE PHONES LTD (FI)
Requested Patent: ☐ WO9610298
Application Number: US19940312813 19940927
Priority Number (s): US19940312813 19940927
IPC Classification: H04B7/005 ; H04B1/69
EC Classification: H03G3/30D2, H03G3/30D2B, H04B1/707, H04B7/005B6
Equivalents: AU3682895, BR9509158, CA2198595, CN1158677, ☐ EP0783801 (WO9610298), A4, JP10506764T

Abstract

Disclosed herein are methods and apparatus for generating digital receiver and transmitter AGC values for a spread spectrum transceiver. A method includes the steps of (a) integrating the power of a received and sampled signal; (b) calculating a logarithm of the received integrated power; (c) subtracting a predetermined reference value from the logarithm of the power to generate a first error signal; (d) filtering the first error signal; (e) comparing the filtered first error signal to a predetermined first threshold; (f) incrementing or decrementing a first counter value and resetting a filter accumulator as a function of the result of the step of comparing; and (g) converting the first counter value to an analog voltage for controlling the gain of a spread spectrum receiver amplifier. The logarithm is preferably the second logarithm of the power. The method further includes generating a transmitter AGC value.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

(19)日本国特許庁 (J P)

(12)公表特許公報 (A)

(11)特許出願公表番号

特表平10-506764

(43)公表日 平成10年(1998)6月30日

(51)Int. Cl. ⁶

識別記号

F I

H 0 3 G 3/20

H 0 3 G 3/20

A

H 0 4 B 1/40

H 0 4 B 1/40

H 0 4 J 13/00

H 0 4 J 13/00

A

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 45 頁)

(21)出願番号 特願平8-511918
(86)(22)出願日 平成7年(1995)9月25日
(85)翻訳文提出日 平成9年(1997)3月27日
(86)国際出願番号 P C T / U S 9 5 / 1 2 1 8 0
(87)国際公開番号 W O 9 6 / 1 0 2 9 8
(87)国際公開日 平成8年(1996)4月4日
(31)優先権主張番号 0 8 / 3 1 2 , 8 1 3
(32)優先日 1994年9月27日
(33)優先権主張国 米国 (U S)

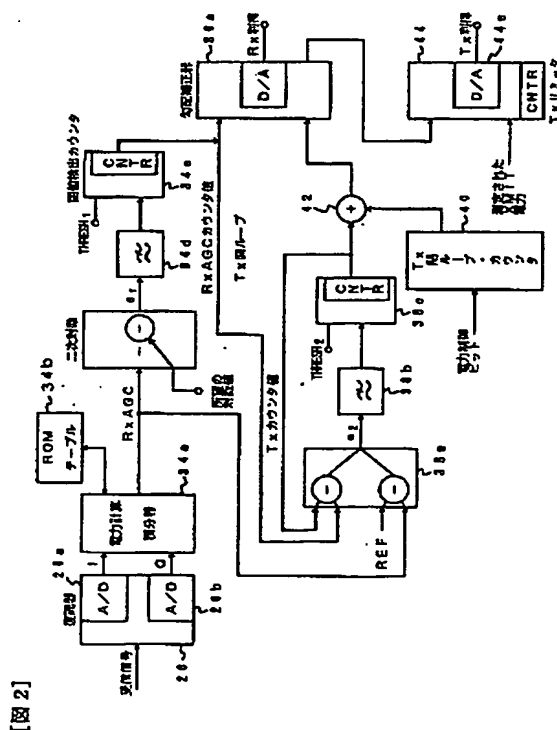
(71)出願人 ノキア モービル フォーンズ リミテッ
ド
フィンランド サロ FIN-24101 ピー.オ
ー.ボックス 86
(72)発明者 クジェル オストマン
フィンランド サロ FIN-24280 ハリジ
ランティ 6
(74)代理人 弁理士 萩原 誠

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 C D M A無線電話のためのデジタルA G C

(57)【要約】

拡散スペクトラム送受信装置のためのデジタル受信装置
A G C値とデジタル送信装置A G C値を生成する方法及
び装置が開示されている。1つの方法は、(a)受信さ
れ標準化された信号の電力を積分し (34 a) ; (b) そ
の受信され積分された電力の対数を計算し (34 b) ;
(c) その電力の対数から所定の基準値を引いて第1エ
ラー信号を生成し (34 c) ; (d) その第1エラー信号
を濾波し (34 d) ; (e) 濾波された第1エラー信号を
所定第1閾値と比較し (34 e) ; (f) この比較ステッ
プの結果の関数として第1カウンタ値をインクリメント
又はデクリメントし (34 e) 且つフィルタ累算器をリ
セットし ; (g) 該第1カウンタ値を、拡散スペクトラ
ム受信装置増幅器の利得を制御するためのアナログ電圧
に変換するステップ (36 a) を含む。



【図 2】

【特許請求の範囲】

1. 送受信装置のための利得制御信号を生成する方法において、
 受信され標準化された信号の電力を積分し；
 その受信され積分された電力の対数を計算し；
 その受信され積分された電力の対数から所定基準値を引いて第1エラー信号を生成し；
 該第1エラー信号を滤波し；
 その滤波された第1エラー信号を所定の第1閾値と比較し；
 この比較のステップの結果の関数として第1カウンタ値をインクリメント又はデクリメントし、且つフィルタ算算器をリセットし；
 該第1カウンタ値を、前記受信装置の利得を制御するためのアナログ電圧に変換するステップから成ることを特徴とする方法。
2. 前記の対数は電力の二次対数であり、前記の計算するステップは、
 受信され積分された電力の値を表すデジタルワードを優先順位エンコード手段に入力して該デジタルワードの最上位セットビットの位置を決定し；
 その決定された位置を二次対数として使用するサブステップを含むことを特徴とする請求の範囲第1項に記載の方法。
3. 前記の対数は電力の二次対数であり、前記の計算するステップは、
 受信され積分された電力の値を表すデジタルワードを優先順位エンコード手段に入力して該デジタルワードの最上位セットビットの位置を決定し；
 その決定された最上位セットビットに隣接する1個以上のビットを抽出し；
 その抽出したビットを、該最上位セットビットの決定された位置を表す値に鎖状につなぎ；
 その結果としての、鎖状につながれているビットを該二次対数の近似値として使うステップを含むことを特徴とする請求の範囲第1項に記載の方法。
4. 第2カウンタ値を生成し；
 該第1カウンタ値から該第2カウンタ値を引いて第2エラー信号を形成し；
 該第2エラー信号を滤波し；

- その滤波済み第1エラー信号を所定の第1閾値と比較する手段と；
 この比較のステップの結果の関数として第1カウンタ値をインクリメント又はデクリメントし且つフィルタ算算器をリセットする手段と；
 該第1カウンタ値を受信装置の利得を制御するアナログ電圧に変換する手段とから成ることを特徴とする装置。
8. 該対数は電力の二次対数であり、該計算手段は、
 受信され積分された電力の値を表すデジタルワードを入力して該デジタルワードの最上位セットビットの位置を決定する優先順位エンコード手段を含んでおり；その決定された位置が該二次対数とされることを特徴とする請求の範囲第7項に記載の装置。
9. 該対数は電力の二次対数であり、前記計算手段は、
 受信され積分された電力の値を表すデジタルワードを入力して該デジタルワードの最上位セットビットの位置を決定する優先順位エンコード手段を含んでおり；その決定された位置が該二次対数とされ；
 前記計算手段は、更に、その決定された最上位セットビットに隣接する1個以上のビットを抽出する手段と；
 その抽出したビットを、決定された最上位セットビットに鎖状につなぎ手段とを含んでおり；その結果としての、鎖状につながれているビットが該二次対数の近似値とされることを特徴とする請求の範囲第7項に記載の装置。
10. 第2カウンタ値を生成する手段と；
 該第1カウンタ値から該第2カウンタ値を引いて第2エラー信号を形成する手段と；
 該第2エラー信号を滤波する手段と；
 その滤波された第2エラー信号を所定の第2閾値と比較する手段と；
 その滤波済み第2エラー信号の比較のステップの結果の関数として該第2カウンタ値をインクリメント又はデクリメントし、且つ、フィルタ算算器をリセットする手段と；
 少なくとも該第2カウンタ値を送信装置の利得を制御するためのアナログ電圧

- その滤波された第1エラー信号を所定の閾値と比較し；
 その滤波済み第2エラー信号の比較のステップの結果の関数として第2カウンタ値をインクリメント又はデクリメントし、且つ、フィルタ算算器をリセットし；
 少なくとも該第2カウンタ値を送信装置の利得を制御するためのアナログ電圧に変換するステップを更に含むことを特徴とする請求の範囲第1項に記載の方法。
5. 第2カウンタ値を生成し；
 該第1カウンタ値から該第2カウンタ値を引いて第2エラー信号を形成し；
 該第2エラー信号を滤波し；
 その滤波された第2エラー信号を所定の第2閾値と比較し；
 その滤波済み第2エラー信号の比較のステップの結果の関数として該第2カウンタ値をインクリメント又はデクリメントし、且つ、フィルタ算算器をリセットし；
 受信された電力制御コマンドビットの関数として第3カウンタ値をセットし；
 該第2カウンタ値を該第3カウンタ値に加算して該第2及び第3のカウンタ値の和を形成し；
 該第2及び第3のカウンタ値の和を送信装置の利得を制御するためのアナログ電圧に変換するステップを更に含むことを特徴とする請求の範囲第1項に記載の方法。
6. 該変換ステップは、各々、該第1カウンタ値及び該第3カウンタ値に対して増幅器勾配補正を行う予備ステップを含むことを特徴とする請求の範囲第5項に記載の方法。
7. 送信装置のための利得制御信号を生成する装置において、
 受信され標準化された信号の電力を積分する手段と；
 その受信され積分された電力の対数を計算する手段と；
 その電力の対数から所定の基準値を引いて第1エラー信号を生成する手段と；
 該第1エラー信号を滤波する手段と；

- に変換する手段とを更に含むことを特徴とする請求の範囲第7項に記載の装置。
11. 第2カウンタ値を生成する手段と；
 該第1カウンタ値から該第2カウンタ値を引いて第2エラー信号を形成する手段と；
 該第2エラー信号を滤波する手段と；
 その滤波された第2エラー信号を所定の第2閾値と比較する手段と；
 その滤波済み第2エラー信号の比較のステップの結果の関数として該第2カウンタ値をインクリメント又はデクリメントし、且つ、フィルタ算算器をリセットする手段と；
 受信された電力制御コマンドビットの関数として第3カウンタ値をセットする手段と；
 該第2カウンタ値を該第3カウンタ値に加算して該第2及び第3のカウンタ値の和を形成する手段と；
 該第2及び第3のカウンタ値の和を送信装置の利得を制御するためのアナログ電圧に変換する手段とを更に含むことを特徴とする請求の範囲第7項に記載の装置。
12. 該変換手段は、各々、該第1カウンタ値及び該第3カウンタ値に対して増幅器勾配補正を行う手段を含むことを特徴とする請求の範囲第11項に記載の装置。
13. 拡散スペクトラム無線電話を操作する方法において、
 拡散スペクトラムRF信号を受信して、その受信した信号を少なくとも1つの送信装置増幅器で増幅し；
 その受信したRF信号を復調して同相I信号及び直角位相Q信号を導出し；
 該I信号及びQ信号の強度を繰返し平方し、その平方した強度を或る時間にわたって積分してその時間にわたるその受信した信号の電力の示度を導出し；
 その導出した電力示度の対数を導出；
 その電力示度の対数と所定の電力との差を示す第1エラー信号を得；
 該第1エラー信号を滤波し；
 その滤波済み第1エラー信号を第1の2閾値信号と比較し、その比較結果に

応じて第1カウンタ値をインクリメント又はデクリメントすると共にフィルタ累算器をリセットし；

該第1カウンタ値に応じて前記の少なくとも1つの受信装置増幅器のための利得制御信号を生成するステップからなることを特徴とする方法。

14. 前記平方ステップは、：

該1信号及びQ信号の各々をデジタル表示に変換し；

該デジタル表示を交互に使用して記憶装置の入力をアドレス指定し；

そのデジタル表示の一方を使用する毎に、該記憶装置から該デジタル表示の平方に対応する値を出力するステップを含むことを特徴とする請求の範囲第13項に記載の方法。

15. 第2カウンタ値を生成し；

該第1カウンタ値から該第2カウンタ値を引いて第2エラー信号を生成し；

該第2エラー信号を滤波し；

その滤波済み第2エラー信号を第2の2極閾値信号と比較して、その比較結果に応じて該第2カウンタ値をインクリメント又はデクリメントすると共にフィルタ累算器をリセットして開ループ送信装置電力制御値を形成し；

この開ループ電力制御値を開ループ電力制御値と組み合わせて組み合わせ電力制御値を形成し；

この組み合わせ電力制御値に応じて少なくとも1つの送信装置増幅器のための利得制御信号を生成するステップを更に含むことを特徴とする請求の範囲第13項に記載の方法。

16. 第2カウンタ値を生成し；

該第1カウンタ値から該第2カウンタ値を引くと共に、前記の時間にわたる受信された信号の電力の導出された示度を基準値から引いて第2エラー信号を形成し；

該第2エラー信号を滤波し；

その滤波済み第2エラー信号を第2の2極閾値信号と比較して、その比較結果に応じて該第2カウンタ値をインクリメント又はデクリメントすると共にフィル

タ累算器をリセットして開ループ送信装置電力制御値を形成し；

この開ループ電力制御値を開ループ電力制御値と組み合わせて組み合わせ電力制御値を形成し；

この組み合わせ電力制御値に応じて少なくとも1つの送信装置増幅器のための利得制御信号を生成するステップを更に含むことを特徴とする請求の範囲第13項に記載の方法。

17. 拡散スペクトラム送受信装置において、：

少なくとも1つの送信装置増幅器を通して拡散スペクトラムRF信号を送信する送信装置と；

拡散スペクトラムRF信号を受信して、その受信した信号を少なくとも1つの受信装置増幅器で増幅し；

その受信したRF信号を復調して同相1信号及び直角位相Q信号を導出する復調器と；

該1信号及びQ信号から或る時間にわたるその受信した信号の電力の示度を導出する手段と；

その電力示度と所定の電力との差を示す第1エラー信号を得る手段と；

該第1エラー信号を滤波する第1フィルタと；

その滤波済み第1エラー信号を第1閾値信号と比較し、その比較結果に応じて第1値をインクリメント又はデクリメントすると共にフィルタ累算器をリセットする手段と；

該第1値に応じて前記の少なくとも1つの受信装置増幅器のための利得制御信号を生成する手段と；

第2値を生成する手段と；

該第1値から該第2値を引くと共に、前記の時間にわたる受信した信号の電力の導出された示度を基準値から引いて第2エラー信号を形成する手段と；

該第2エラー信号を滤波する第2フィルタと；

その滤波済み第2エラー信号を第2閾値信号と比較して、その比較結果に応じて該第2値をインクリメント又はデクリメントすると共にフィルタ累算器をリ

セットして開ループ送信装置電力制御値を形成する手段と；

この開ループ電力制御値を開ループ電力制御値と組み合わせて組み合わせ電力制御値を形成する手段と；

この組み合わせ電力制御値に応じて前記の少なくとも1つの送信装置増幅器のための利得制御信号を生成する手段とから成ることを特徴とする拡散スペクトラム送受信装置。

18. 前記導出手段は、：

該1信号及びQ信号の強度を繰り返し平方する手段と；

或る時間にわたってその平方された強度を積分して、その時間にわたる受信した信号の電力の示度を導出する手段とから成ることを特徴とする請求の範囲第17項に記載の拡散スペクトラム送受信装置。

19. 前記第1カウンタの値のステップサイズは所定dB数で表した値に等しく、前記の時間にわたる受信した信号の電力の導出した示度は、その時間にわたる受信した信号の電力の線形近似値であることを特徴とする請求の範囲第17項に記載の拡散スペクトラム送受信装置。

20. 前記の時間にわたる受信した信号の電力の導出した示度と該基準値との差は、該所定dB数より小さい分解能で該開ループ送信装置電力制御値を制御させることを特徴とする請求の範囲第19項に記載の拡散スペクトラム送受信装置。

21. 該所定dB数は1であることを特徴とする請求の範囲第20項に記載の拡散スペクトラム送受信装置。

22. 該第1閾値の値は、受信装置利得制御信号のdB単位で表した所望のステップサイズの関数であることを特徴とする請求の範囲第17項に記載の拡散スペクトラム送受信装置。

23. 該第2閾値の値は、送信装置利得制御信号のdB単位で表した所望のステップサイズの関数であることを特徴とする請求の範囲第17項に記載の拡散スペクトラム送受信装置。

24. 該第1閾値のdB単位で表した値は、該受信装置利得制御信号のdB単位で表した所望のステップサイズの約半分であることを特徴とする請求の範囲第17項に

記載の拡散スペクトラム送受信装置。

25. 該第1閾値の値は、該受信装置利得制御信号のdB単位で表した所望のステップサイズの関数であり、該第2閾値の値は、該送信装置利得制御信号のdB単位で表した所望のステップサイズの関数であり、該送信装置利得制御信号のdB単位で表した所望のステップサイズは、該受信装置利得制御信号のdB単位で表した所望のステップサイズより小さいことを特徴とする請求の範囲第17項に記載の拡散スペクトラム送受信装置。

26. 前記の時間は1記号周期であることを特徴とする請求の範囲第17項に記載の拡散スペクトラム送受信装置。

【発明の詳細な説明】

CDMA無線電話のためのデジタルA/GC

発明の分野

本発明は、通信装置に関し、特に拡散スペクトラム(SS)符号分割多元接続(CDMA)プロトコルと関連する無線電話に関する。

発明の背景

ダイレクトシーケンスコーディング拡散スペクトラム通信方式は、本質的に、送信前に2つのデジタル信号、即ちビット列、を組み合わせて第3の信号を作る。第1の信号は、デジタル化音声回路の出力等の情報信号である。例えば、第1の信号のビットレートは10kbpsである。第2の信号は、ランダムシーケンス又は疑似雑音(PN)発生器により作られる信号で、デジタル化音声信号のビットレートより数桁大きなビットレートを有する本質的にランダムなビット列である。この2つの信号の変調の結果として、第2の信号と同じビットレートを有する第3の信号が得られる。しかし、第3の信号は、デジタル化された音声信号も含んでいる。受信装置で、送信装置において変調のために使われた元のランダムシーケンスを反映するランダムなビット列が同一のランダムシーケンス発生器により作られる。正しく動作が行われるように、搬送周波数変調後に、受信装置のPN(疑似雑音)発生器は、入ってくるPNシーケンスと同期化されなければならない。受信された信号から該ランダムシーケンスを除去し、それを1記号周期にわたって積分することにより、拡散解除された信号(a despread signal)が得られる。理想的には、その拡散解除済みの信号は元の10kbps音声信号を正確に表す。

T1A/E1A暫定規格である“デュアルモード広帯域拡散スペクトラム・セルラーシステムについての移動局-基地局・両立性規格、T1A/E1A/1S-95(1993年7月)”は、セクション6.1.2において、移動局は出力電力調整のために2つの独立の方法を提供しなければならないと指定している。その2

つの方法とは、移動局の動作にのみ基づく閉ループ推定と、移動局とセルサイト・コントローラ(the cell site controller)即ち基地局との両方が関わる開ループ訂正とである。後者の方法では、移動局はフォワードトラフィックチャネル

CDMAシステムでは高速AGC機能は受信装置のアルゴリズムの機能を損なうべきではなく、また、理想的には、込み入った復号及び同期化のために収集された情報を損なうべきではない。

CDMA規格は、移動局の送信装置の動作も指定している。受信信号レベルの変化に対する送信装置の電力の反応時間は30msに指定されており、その時間の後に送信装置の電力レベルは新しい範囲の中で安定しているべきである。送信周期についても範囲が指定されている。けれども、指定されている送信装置の30msという反応時間は高速受信装置AGC機能には長すぎて、送信装置と受信装置のAGC設定値が等しくなるような解決策を実現不可能としている。

また、送信装置の利得設定値の精度はCDMA規格により厳格に指定されている。この規格を満たすために、送信装置では0.25dBの送信装置電力ステップサイズが要求される。対照的に、受信装置は利得設定値の誤差にかなり寛容であって、複雑さともコストも比較的低い解決策が可能である。また、受信装置は、高トラッキング速度を可能とするために0.25dBより大きなステップサイズを必要とする。

下記の米国特許及びその他の刊行物は概して本発明の教示内容と関連している。

1992年12月1日発行の、“拡散スペクトラム通信装置のための自動利得制御装置”という題名のAkazawa 他の特許第5,168,505号。

1992年4月21日発行の、“高ダイナミックレンジ閉ループ自動利得制御回路”という題名の、Theatley三世他の特許第5,107,225号。

1992年3月3日発行の、“拡散スペクトラム通信装置のための適応電力制御”という題名の、Schillingの特許第5,093,840号。

1992年3月24日発行の、“放熱利得制御増幅器”という題名の、Theatley三世の特許第5,099,204号。

1992年7月21日発行の、“拡散スペクトラム受信装置”という題名の、Hashimoto他の特許第5,132,985号。

1991年10月8日発行の、“CDMAセルラー移動電話システムの送信電力を制御する方法及び装置”という題名の、Gilhausen他の特許第5,056,109号。

を介して受け取った1ビットにตอบสนองしてその出力電力レベルを調整する。前者の方法では、基地局から受信された信号強度が使われる。

CDMAシステムにおける電力制御については、QUALCOMM社の1992年3月28日の“CDMA規格と、拡散スペクトラム・デジタルセルラー規格のための共通エアインターフェース規格(CAI)の提案—デジタルセルラーシステム及びパーソナルセルラーネットワークへの符号分割多元接続(CDMA)の適用の概観”という刊行物(“Introduction to CDMA and the Proposed Common Air Interface Specification (CAI) for a Spread Spectrum Digital Cellular Standard-An Overview of the Application of Code Division Multiple Access (CDMA) to Digital Cellular Systems and Personal Cellular Networks”)の10頁及び12頁に解説があり、更に図3-2に略図示されている。この刊行物に記載されているように、移動局送信装置電力制御プロセスの目標は、セルサイト受信装置において、そのセルの中で動作している各移動局送信装置からの公称受信信号電力を作ることである。もし全ての移動局がその様に制御されているならば、その最終結果は、全ての移動局からセルサイトで受信される総信号電力が公称受信電力と移動局の数との積に等しいということである。

従って、CDMA通信システムで動作する無線電話等の移動局を設計するときには、送信装置の電力制御が重要な考慮事項となることが分かる。

更に、閉ループ電力制御は移動局がセルサイトから受信する信号に基づいて行われるので、閉ループ電力制御を正しく行うためには移動局の受信装置の動作が重要な役割を果たす。特に、送信装置の自動利得制御(AGC)機能を慎重に考慮しなければならない。

CDMAシステムでは、送信装置は80dBの範囲にわたって動作しなければならない。しかし、標準化速度が大きいため、送信装置のA/D変換器の分解能のビット数は限られている。受信装置のAGC機能は、遅いフェード及び早いフェードの両

方による受信信号の変動にも対処しなければならないので、A/D変換器の分解能が限られていることに起因する問題が更に複雑になる。

1991年5月17日発行の、“CDMAセルラー移動電話システムの送信電力を制御する方法及び装置”という題名の、Gilhausen他の特許第5,265,119号。

1991年2月12日発行の、“拡散スペクトラム通信受信装置”という題名の、Akazawaの特許第4,993,044号。

1990年2月13日発行の、“衛星又は地上中継器を用いる拡散スペクトラム多元接続通信システム”という題名の、Gilhausen他の特許第4,901,307号。

1993年5月27日発行の、“拡散スペクトラム通信システムのための適応電力制御と方法”という題名のPCT国際出願第W093/1060号。

1993年4月15日発行の、“送信装置電力制御システム”という題名の、PCT国際出願第W093/07702号。

1993年3月18日発行の、“ダイレクト・シーケンス・ディフィージョンを使用するCDMA環境に適する送受信装置において自動送信電力制御を行う方法”という題名のPCT国際出願第W093/05585号。

発明の目的

本発明の目的は、送受信装置において受信装置及び送信装置を良好に制御することを可能にするデジタルAGC装置を提供することである。

本発明の他の目的は、独立のトラッキング精度を各々有する、受信装置AGC機能と開ループ送信装置電力制御機能とを提供することである。

本発明の目的は、拡散スペクトラム無線電話に用いるための、別々のトラッキング速度を各々有する、受信装置AGC機能と開ループ送信装置電力制御機能とを提供する方法及び回路装置を提供することである。

発明の概要

本発明の方法及び回路装置により、上記の課題及びその他の課題が解決され、目的が実現される。本発明は、拡散スペクトラム送受信装置等の送受信装置のための受信装置AGC信号を生成する方法と、その方法に従って動作する回路とを教示する。

この方法は、(a)受信され標準化された信号の電力を積分し；(b)その受信され積分された電力の対数を計算し；(c)その電力の対数から所定基準値を

引いて第1エラー信号を生成し；(d) 該第1エラー信号を出力し；(e) その出力された第1エラー信号を所定第1閾値と比較し；(f) この比較のステップの結果の関数として第1カウンタ値をインクリメント又はデクリメントし、且つ同時にフィルタ累算器をリセットし；(g) 該第1カウンタ値を、受信装置の利得を制御するためのアナログ電圧に変換するステップを含む。

本発明の好ましい実施例では、前記の対数は電力の二次対数であり、前記の計算するステップは、(a) 受信され積分された電力の値を表すデジタルワードを優先順位エンコード手段に入力して該デジタルワードの最上位セットビットの位置を決定し；(b) 決定された位置を二次対数として使用するサブステップを含む。

前記の対数が二次対数である場合には、前記の計算をするステップは、(a) 受信され積分された電力の値を表すデジタルワードを優先順位エンコード手段に入力して該デジタルワードの最上位セットビットの位置を決定し；(b) その決定された最上位セットビットに隣接する1個以上のビットを抽出し；(c) その抽出したビットを、該最上位セットビットの決定された位置を表す値に類似した値に置き；(d) その結果としての、類似した値に置き換えたビットを該二次対数の近似値として使うサブステップを含む。

この方法は、(a) 第2カウンタ値を生成し；(b) 該第1カウンタ値から該第2カウンタ値を引いて第2エラー信号を形成し；(c) 該第2エラー信号を出力し；(d) その出力された第2エラー信号を所定の第2閾値と比較し；(e) その出力された第2エラー信号の比較のステップの結果の関数として該第2カウンタ値をインクリメント又はデクリメントし、且つ、該フィルタ累算器をリセットし；(f) 少なくとも該第2カウンタ値を送信装置の利得を制御するためのアナログ電圧に変換するステップにより送信装置AGC値を生成するステップを更に含む。

好ましい実施例では、第3カウンタ値は、受信された電力制御コマンドビットの関数としてセットされ、前記方法は(a) 該第2カウンタ値を該第3カウンタ値に加え；(b) この第2及び第3のカウンタ値の和を、拡散スペクトラム送信

、回路要素とソフトウェアルーチンとを組み合わせることもできる。従って、以下の記述は本発明を特定の技術の実施例に限定するものではない。

本発明の好ましい実施例では、無線電話10は、T1A/E1A 暫定規格「デュアルモード広帯域拡散スペクトラム・セルラシステムについての移動局-基地局・両立性規格、T1A/E1A/IS-95 (1993年7月)」に従って動作する。しかし、この特別の暫定規格との両立性を本発明の実施に対する限定事項と解すべきではない。

無線電話10は、セルサイト（図示せず。以降は基地局と称する。）からのRF信号を受信し、RF信号を基地局へ送信するためのアンテナ12を含む。デジタル(CDMA) モードで動作するとき、RF信号は位相変調されて音声情報及び信号情報を運ぶ。アンテナ12には、位相変調されたRF信号をそれぞれ受信及び送信する、利得制御される受信装置14と利得制御される送信装置16とが接続されている。周波数合成器18は、コントローラ20の制御下で該受信装置及び送信装置に必要の周波数を供給する。コントローラ20は、符号器22を介してスピーカ22a及びマイクロホン22b、並びにキーボード及びディスプレイ24とインターフェースするための低速MCUを有する。一般に、このMCUは、無線電話10全体の制御及び動作を担当する。コントローラ20は、送受信される信号の実時間処理に適する高速デジタル信号処理装置(DSP) も有するのが好ましい。

受信されたRF信号は受信装置でベースバンドに変換されて相変調器26に印加され、この変調器は、受信信号から同相(I) 信号及び直交位相(Q) 信号を導出する。このI及びQ信号は適当なA/D変換器（図2の26a及び26b）によりデジタル形に変換されて3フィンガ(F1-F3) 符号器30に印加される。各フィンガは局部PN発生器を含む。符号器28の出力は、インターリーブ解除符号器32を

介してコントローラ20へ信号を出力するコンバイナ30に印加される。コントローラ20へのデジタル信号入力は、音声信号又は信号情報を表す。コントローラ20によるこの信号の更なる処理は、本発明とは関係がないのでこれ以上は説明しないけれども、信号情報は、基地局から無線電話10に送られた送信装置電力制御ビットを含んでいることだけは記しておく。

送信装置の利得を制御するためのアナログ電圧に変換するステップを含む。

変換のステップは、各々、該第1カウンタ値及び該第3カウンタ値をアナログ電圧に変換する前にこれらのカウンタ値に増幅器勾配補正を行う予備のステップを含むのが好ましい。

この様にして、本発明は、受信された信号の変化に対していずれの方向にも迅速に反応する（信号強度を増加又は減少させる）AGC信号を供給する。更に、受信装置の利得は第1インクリメント値だけ変更され、送信装置の利得は第2インクリメント値だけ変更される。本発明の現在好ましい実施例では、受信装置の利得は1dBずつインクリメントされ、送信装置の利得は0.125dBずつインクリメントされる。

図面の簡単な説明

本発明の上記の特徴及びその他の特徴は、本発明についての以下の詳しい説明を添付図面と関連させて読めば更に明らかとなる。

添付図面において、図1は、本発明に従って構成され動作する無線電話のブロック図である。

図2は、図1のデジタルAGC回路及び送信装置電力制御回路を詳しく示すブロック図である。

図3は、受信信号電力についての、ROMに基づくルックアップ回路（図2の34a）を示す略図である。

図4は、図2のブロック38aを詳しく示す。

図5は、図2のブロック38a及び38bを実現するための現在好ましい実施例のブロック図である。

図6は、図5に示されている基準化ブロックの効果を示すグラフである。

発明の詳細な説明

本発明の拡散スペクトラムCDMA無線電話10の現在好ましい実施例を示す図1を参照する。後に明らかになるように、無線電話10のブロックのうちの或るものは、別々の回路要素で、又は高速信号処理装置等の適宜のデジタルデータ処理装置により実行されるソフトウェアルーチンとして、実現され得るものである。また

I-Q復調器26から出力されたI信号及びQ信号は、本発明により、受信装置デジタルAGCブロック34にも印加され、このブロックはそれらを後述するように処理して、増幅器勾配補正ブロック36への出力信号を生成する。勾配補正ブロック36の1つの出力は、受信装置14の利得を自動的に制御するのに使われるRX利得信号である。

受信装置デジタルAGCブロック34の出力はTX開ループ電力制御ブロック38にも印加される。TX開ループ制御ブロック40は、コントローラ20から、受信された送信装置電力制御ビットを入力する。加算器42はTX開ループ制御ブロック38の出力をTX開ループ制御ブロック40の出力に加えて和信号を生成し、この和信号は勾配補正器36に印加され、そこからTXリミッタ・ブロック44に印加される。TXリミッタ・ブロック44の出力はTX利得(TX GAIN) 信号であり、この信号は送信装置16に印加されて、その出力電力を制御する。送信装置16への入力（ボコーダで処理された音声及び/又は信号情報）は、ブロック46として包括的に示されている畳み込みエンコーダ、インターリーブ、ウォルシュ(Walsh)変調器、PN変調器、及びI-Q変調器を介してコントローラ20から得られる。

受信装置デジタルAGCブロック34、勾配補正器36、及び開ループ及び閉ループ送信装置ブロック38、40、42、44の構成及び動作を詳しく説明する前に、基地局から受信された信号に標準化された、全ての使用チャネルを有する信号は約64/1、即ち18dBのダイナミックレンジを有することを記しておく。また、高速フェードは約+/-6dBから-34dBまでのダイナミックレンジを有することができる。受信装置AGCが高速フェードを完全に追跡することができなければ、信号が受信装置のA/D変換器によりクリップされたり、或いは信号がA/D変換器にとっては小さすぎたりする（A/Dアンダーフロー）確率が高い。しかし、

クリッピングは概して対称的で、或る程度までは許容できる。従って、0.5ミリ秒(ms) ないし2msの受信装置AGCステップ応答時定数は、受信装置AGCに高速フェーディングを十分に追跡させ、且つクリッピング及びD/A変換器オーバーフロー及びアンダーフローを防止するには充分な時定数であると考えられる。

従って、信号の増幅及び減衰のいずれが必要となるかは本発明は高トラッキング速度能力のある受信装置AGC機能を提供する。

次に、図1についての説明で既に手短に言及した受信装置AGC機能及び送信装置電力制御機能について詳しく解説するために図2を参照する。図2では、受信装置AGC34のサブコンポーネントは34a-34eと称され、TX回路電力制御38のサブコンポーネントは38a-38eと称されている。

1-Q位相復調器26のデジタル出力(A/D26a及び26b)に基づいて、1及びQ標本の電力がブロック34aによって1チップあたりに少なくとも1回、好ましくは2回、例えばROMテーブル34bブロックアップにより計算される。計算された電力は、例えば1記号(64チップ)に相当する所定周期にわたって積分される。積分された出力信号はここでは R_{x_AGC} 又は R_{xAGC} と称される。

ROMブロックアップに基づいて、1チップあたり1回標本化するとき、受信信号電力を決定する1つの適当な手法は次の通りである。図3も参照する。

6ビットA/D26a及び26bの出力は時分割多重化され、ROM34bのアドレスとして使われる。従って、このROMのアドレス空間は $2^6=64$ である。ROM34bの各アドレスの内容は、そのアドレスの平方である、即ち、一方のA/Dの出力が“25”であるならば、ROMのアドレス25の内容は625である。一方のA/Dの正の最大出力は“31”であり、その平方は961である。同様に、一方のA/Dの負の最大出力は“-32”であり、その平方は1024である。しかし、この数は切り詰められて1023にされる。その結果として、ROM34bのデータ出力幅要件は10ビットに限定され、従って該ROMの全体としてのサイズは 64×10 ビットである。

ROM34bの出力は、加算器35a及びレジスタ35bからなる積分器に接続されている。レジスタ35bは2xチップ・クロックにより刻時され、このクロックは、

128個の標本をカウントするカウンタ35dも刻時する。このクロック信号は、MUX35eとともに、1 A/D26a及びQ A/D26bの選択を行う。その結果として、それらのA/D出力は時分割多重化されてROM34bのアドレス入力に送られ、該ROMはそれに応じてA/D出力値の平方を出力する。ROM34b

。同時に、フィルタ・累算器がリセットされる。理論的に正しい動作を行わせるために、フィルタ・累算器を反対の閾値にセットさせるべきである。即ち、濾波された出力が正の閾値より大きかったのならば、該カウンタはカウントアップし、フィルタ・レジスタは負の閾値にセットされる。しかし、これにより該カウンタは直ちに反対方向にカウントする。従って、或る程度のヒステリシスを採用するのが好ましい。好ましい実施例では、 $1/-0.16667$ が閾値として使われ、 $1/-0.125$ がリセット値として使われる。もっと大きなヒステリシスを与えるために、フィルタ・累算器をゼロにリセットすることができる。該カウンタの出力はついに勾配補正ブロック36に含まれるD/A変換器に供給され、これは受信装置の増幅器を制御する信号 R_{x_GAIN} を出力する。

フィルタ34dの入力及び出力の単位の大きさの変化は電力の3dBの変化に対応するので、閾値(THRESH1)は2dBのAGCステップ・サイズについては $1/-0.33333$ (1dB)に、1dBのAGCステップ・サイズについては $1/-0.16667$ (0.5dB)にセットされるのが好ましい。即ち、THRESH1の値は所望のAGCステップ・サイズの関数である。

受信装置AGC信号は、対数の負の値が低域フィルタ34dの入力に正の値と同じ頻度で現れるときに安定した値に達する。AGCの最速安定状態は、A/D変換器26a及び26bにおいて6-12dBの信号ヘッドルーム(a signal headroom)が存在するときに、生じる。ビット数が限られているので、与えられたアプリケーションについての安定状態ヘッドルームは経験的に定められるのが最善である。

A/D変換器における信号ヘッドルームを戻えるための実行可能な手法は幾つか存在するけれども、現在好ましい手法は、入力電力の対数の予測される値を戻える。次に説明するように、送信装置AGC決定のためのパラメータを同時に戻えなければならないかも知れない。

送信装置デジタルAGC機能38は、受信装置AGCステップ・カウンタ34eと同様のステップ・カウンタ38aを有する。送信装置AGCステップ・カウンタ値は、第2エラー信号(e2)を形成するために受信装置AGCのステップ・カウン

の出力はレジスタ35bに記憶されている値に加算され、その加算の結果がレジスタ35bに記憶される。64番目毎のチップで第2レジスタ35cは刻時されて加算器35aの出力を記憶し、同時に第1レジスタ35bをクリアする。その結果として、第2レジスタ35cは、連続する64個のチップ即ち1記号のエネルギーに相当する値を内蔵することになる。

再び図2を参照すると、本発明により、増幅を大きくするとき、及び増幅を小さくするときにも、等しい変化率を得るために、入力信号(R_{x_AGC})の電力は直接には使用されなくて、この信号の対数(対数の底は何でもよい)が使われる。

より詳しく述べると、本発明の好ましい実施例では、電力の二次対数は優先順位エンコード34cで計算され、ここでその二次対数は最上位セットビットの位置と見なされる。例えば、6ビットA/D変換器26a及び26bで、0以上2未満の電力は0を与え、2以上4未満の電力は1を与える、等々、と基準化される。従って、対数の値の各単位は3dBの電力に相当する。(6ビットA/D変換器の0-32の空間の)平均入力振幅4は $64 \times 2 \times 42$ の総形電力をもたらし、これは対数値11に相当する。

更に、対数のもう二つのビットが線形電力値の最上位セットビットの右に2ビットを付加することにより計算される。これは対数関数の線形近似であるけれども、誤差は大したことがないということが分かっている。従って、電力測定の分解能は約0.75dBである。

電力の所望の対数(上記の例では $4 \times 11 = 44$)はブロック34cにおいて計算された電力から引かれ、その差の値(エラー信号e1)は単極低域フィルタ34dに入力される。このフィルタの特定数はデジタルAGC回路全体の速度を決定する。例をあげると、 $1 - (31/32)$ のフィルタ・フィードバック係数は約1.6msの特定数をもたす。

フィルタ34dの出力は閾値検出力カウンタ回路34eに入力され、ここで、濾波された出力が第1閾値THRESH1と比較されることにより1記号あたりに1回監視される。濾波された出力が第1閾値より大きいことが分かったならば、該カウンタ(CNTR)は、この閾値の符号に応じてインクリメント又はデクリメントされる

値から引かれる。エラー信号e2は単極低域フィルタ38bで低域濾波されるが、その特定数は、送信装置AGCの総特定数が約30msとなるように選択されている。1-(1023/1024)のフィルタ・フィードバック率がこの特定数を与える。

送信装置AGCのステップ・サイズは0.125dBより大きくないのが好ましい。その様なサイズであるとして、更に受信装置AGC信号(R_{x_AGC})のステップが1dBであるとする、34eからの R_{x_AGC} カウンタ値出力は、差が決定される前に3だけ左にシフトされる。

このような手法が送信装置AGC信号に1dBの精度をもたす。より良い精度を達成するために、1記号(R_{x_AGC})にわたって積分された電力を代わりに使う。

1記号にわたって積分される電力の予め計算された予測値が現実の積分された電力値から引かれ、その結果が前記の低域フィルタ38bで濾波される。前と同じく、これは対数関数を線形関数で近似することを意味する。前記の例に従って、もし所望の対数値が44であるならば、信号の線形平均電力には1dBの変化があり、従ってその値は2048と2578との間にあり、従って、所望の線形電力値は $(2048 + 2560) / 2 = 2313$ にセットされる。フィルタ38bへの1dBの入力は8という値に相当するので、この入力値は6だけ右にシフトされる $(100.1 - 1) \times 2048 = 5300512$ 、 $512 / 8 = 6406$ 右シフト)。

受信される電力の対数の予測値を変化させることによってA/D変換器26a及び26bにおける信号ヘッドルームを変化させると、線形電力の前記の予測値も変化する。これに対処するには、線形電力値のシフトを逐次追加するのが好ましい。下記の表は、所望の受信装置電力対数が与えられたときの、この追加のシフトについての適当な値を記録している。

表

平均受信 振幅	受信電力、 線形	電力、 対数	Tx AGCについての 線形電力の追加のシフト
1	128	28	-4
1.4	256	32	-3
2	512	36	-2
2.8	1024	40	-1
4	2048	44(11×4)	0
5.6	4096	48	1
8	8192	52	2
11.2	16384	56	3
16	32768	60	4
22.4	65536	64	5
32	131072	68	6

更に詳しく述べると、図2のブロック38aは、ブロック34eのRxカウンタ (CNTR) の値とブロック38cのTxカウンタ (CNTR) の値との差を計算する。この差は低域滤波されて閾値と比較される。もし閾値を超えるならば、ブロック38cのカウントはカウントアップ又はカウントダウンし、新しい値がブロック38aに戻されて、ここでその新しい値がブロック34eからのRxカウンタ値と比較される。Rxカウンタ及びTxカウンタの値が等しくなるまで、このプロセスが続く。

ブロック38aは、ブロック34aからの受信線形電力と所定の一定値 (REF) との差も計算する。この差も低域フィルタ-38bに供給される。その結果として、プロセスの各反復のためにフィルタ-38bに2つの値が入力されることになる。

これに関して、図4を参照すると、受信装置チェーン (ブロック26a-e及び34a-e) の機能は、A/D変換器26a及び26bへの平均入力振幅を一定に保つことである。例えば、所望の絶対振幅がA/D出力の8 (0-32のA/D絶対範

囲の中の) に相当すると仮定しよう。すると、積分後には測定された電力は $82 \times 128 = 8192$ となる。この値が所定の一定基準値 (線形電力基準) となる。

に8だけシフトされる)。

ここで、RxAGCカウンタ及びTxAGCカウンタがそれぞれ24及び192 (8×24) の値をそれぞれ持っているとして仮定しよう。この場合には、平均入力電力は、所望の値8192から8448に変化する、即ち、利得が0.125dBだけ変化する。受信装置カウンタ34eは、この利得変化が1dbより小さいので、この利得変化に対しては反応しない。しかし、フィルタ-38bに入力される線形差は $(8192 - 8448) / 256 = -1$ となる。フィルタ-38bの時定数による或る時間が経過した後、TxAGCカウンタ38cは1ステップだけカウントダウンして、その内容は191となる。従って、該カウンタ間の差は $8 \times 24 - 191 = 1$ となる。今、フィルタ-38bへの2つの入力は互いに相殺し合うけれども、送信装置の利得は0.125dBだけ減少している。即ち、該回路はTxAGCの分解能を0.125dBにまで高めており、これは前記の規格を満たす。

-1dbは、0.741に対応するべきではあるけれども0.794に対応し、-2dbは0.415に対応するべきであるのに0.630に対応する、等々であるので、線形近似は負の利得変化にも同じく良く役立つわけではない。即ち、線形近似は-2dbより小さい差に対して最も良く役立つ。また、前述したように、真の基準値は8192ではなくて $(100.1 \times 8192) / 2 = 8192$ であるべきである。しかし、前者が実際には計算に使われており、後者は近似の基準化 (256で割る計算) に使われている。正しい基準化値は $10313 / 8192 \times 256 = 322$ であろうけれども、これを使うとハードウェアを実現するのがやや面倒になる。そのために近似に小さなエラーが生じることになるけれども、それは、負の利得変化には正の利得変化の場合より大きなエラーが生じるという事実によって或る程度解消される。

要約すると、RxAGCの割合に大きなステップサイズで入力信号レベルの速い変化を打ち消すことができるように、フィルタ-38bに2つの入力を供給するのが好ましい。一方、TxAGCは比較的に低速で、精度が比較的に高くなければならない。もしTxAGCがRxAGCに追随するだけならば、TxAGCの分解能は不十分であら

う。しかし、ブロック34aからの線形電力値と、その等価的にシフトされた線形電力基準値 (ブロック38c) とを導入することにより、TxAGCの精度を所要のレ

本発明の好ましい実施例によると、カウンタ34eの出力の1ステップは1dbの利得変化に対応し、カウンタ38cの出力の1ステップは0.125dBに対応する。従って、ブロック39dによるTxAGCカウンタ値の減算の前にカウンタ34eの出力に8を乗じるべきである (ブロック39aで3だけ左にシフトされる)。スイッチ39e及び39fは、TxAGCカウンタ値とシフトされたRxAGCカウンタ値とを減算器39dに接続し、又はシフトされたRxAGC線形電力値とシフトされた線形電力基準値とを減算器39dに接続するマルチプレクサ-として機能する。

線形電力REF及びRxAGC線形出力を当面無視すると、Tx開ループは、RxAGCカウンタ34eの値の8倍がTxAGCカウンタ38cの値に等しいときに平衡する。Txカウンタは遷移時には如何なる値にもなり得るのであるが、どの安定状態でもその出力は $n \times 8$ の値を有する、即ち、Tx開ループは $8 \times 0.125 = 1$ dBの安定状態分解能を有する。しかし、この分解能は、IS-95規格の要件を満たすには不十分である。

分解能を強化するために、本発明は、線形電力値と、それに対応する基準値との差を利用する。その場合、電力はdBではなくて線形に表現され、それ故に初めに対数関数の線形近似を行う。目的は分解能を強化することであるので、カウンタ差により大きな利得差を処理し、線形電力値と基準との差を3dbに制限する。

3dbが線形値2に対応することが分かるから、2dbは1.58□1.5に対応し；1dbは1.2589□1.25に対応し；0.5dbは1.122□1.125に対応し；0.25dbは1.0589□1.0625に対応し；0.125dbは1.0292□1.03125に対応する、等々であり；この様に、差が3dbより小さい限りは、db数を2倍にすると線形数の小数部が2倍になることが分かる。

もし0dbが 1×8192 であるという定義をするならば、0.125dbは $1.03125 \times 8192 = 8448$ となる。従って、線形近似では、0.125dbの利得変化は線形電力値の256の変化に対応し、0.25dbの利得変化は512の変化に対応する、等々である。

以上の記述において、TxAGCカウンタ38cの単位ステップ変化は0.125dbの利

得変化に対応すると述べた。従って、線形差では0.125dbは256に対応するので、線形差はフィルタ-38bに入力される前に256で割られる (ブロック39bで右

ベルまで高めることが可能となる。

以上の記述は本発明の作用を明らかにするのに役立つけれども、実現可能な実施態様は幾つも存在することに注意するべきである。例えば、図5は現在好ましい実施態様を示しており、そのブロック38a及び38bは統合され、ハードウェアをかなり節約することを可能にするものである。

図5の実施例は5対1マルチプレクサ-50、1/x基準化回路52 (例えば、 $x = 1024$)、加減算器54、及びフィルタ (Dフリップ) 56を含む。レジスタ58を使用してフィルタ-56の出力を記憶させることができる。状態機械(a state machine)60は、これらの構成要素の動作及びタイミングの全体を制御する。図5に示されている回路の全体としての伝達関数は1極1Rフィルタに似ている。xの値をプログラマブルとすることができる。一般に、xの値は、図6の規範的なグラフに示されているように、入力受信レベルのステップ的变化に対する該回路の応答時間 (従って送信装置の電力レベルも) に影響を及ぼす。

もう一度図2を参照すると、送信装置AGCフィルタ-38bの出力は総合開ループ電力推定値を形成する。既に述べたように、この推定値は比較器38cに入力され、この比較器は、第2閾値 (THRESH2) と比較して該ステップ閾値を超えるか否かを検出し、その場合には、その越えられた閾値の符号に依存して内部Txカウンタがインクリメント又はデクリメントされる。フィルタ-38bの入力及び出力の1単位は0.125dbに相当し、この値はTxAGCのステップサイズでもあるので、2極閾値 (THRESH2) は ± 0.5 の範囲内にあるのが好ましい。

第2のカウント40は、コントローラ22から出力される開ループ電力ステップをカウントするために使われ、カウンタ40の出力は加算器42で38cのカウントの出力に加えられる。

アナログハードウェアが理想的であれば0.5dbの送信装置AGCステップサイズはCDMA暫定規格の要件を満たすことが分かっている。しかし、送信装置AGCの場合と同じ理由で、10ビットD/A変換器44aで、0.125dbのステップサイズが好ましい。

開ループ電力制御ビットの位置は変動し、且つ受信後500ナノ秒以内にその効

果を発掘させなければならないので、A/D26a及び[]についての現在好ましい変換速度は9.6kHzである。しかし、他の変換速度も本発明の教示の範囲内にある。

Txリミット・ブロック44は比較器及びスイッチと同様に動作する。ブロック44への入力は、TxAGC アルゴリズムが適当と判定した増幅値である。この増幅値は、（規格により及び／又はデザインにより）許容され得る最大増幅を表す予め設定されている値と比較される。もし増幅値がその予め設定されている値を超えるならば、計算された増幅値ではなくて予め設定されている値が DACを通して出力される。この様にして、端末装置の送信装置の出力電力は所定の最大値に制限される。更に、この最大出力電力レベルは適応性とされる。従って、予め設定されている値は別のカウンタ（CNT2）からの値で置き換えられる。ブロック44の入力は該カウンタ値と比較される。もし入力が該カウンタ値を超えるならば、該カウンタ値が出力される。同時に、該カウンタは1ステップだけカウントアップ又はカウントダウンすることができる。カウント動作の方向はRFセクションからの1ビット信号により決定され、そこで、検出された絶対出力電力レベルが許容される最大出力レベルを超えるか否か、比較が行われる。この様にして、AGC 決定は現実の絶対出力電力レベルと結びつけられており、適応性により、温度差及びコンポーネントの許容誤差があっても最大出力電力レベルが固定されることが保証される。

「Txリミッタ44の動作の詳細については、Lars Nucke 他による1994年9月9日出願の、「適応性送信歪み利得制御機能を有する拡散スペクトラム無線電話」という題名の、共通に授渡されている米国特許出願第08/303,618号（代理人のファイル番号：309-934809-NA）に記載されている。

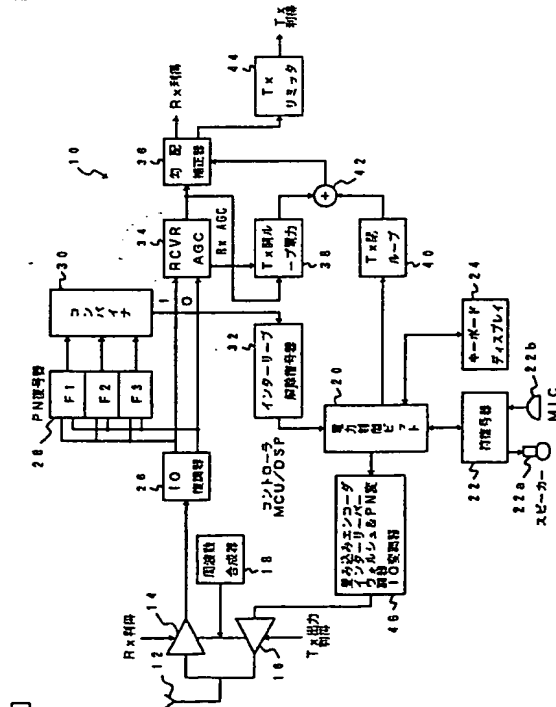
受信装置と送信装置との電力増幅器は、通常、それぞれの利得制御信号に勾配補正を行うことを必要とする。この目的のために、ステップ・カウンタ34 eからの無符号の出力と、ステップ・カウンタ38 c及び40の総和とは、符号ビットを反

転させることにより2の補数に変換される。次に2の各補数に、増幅率の勾配を補正するためにブロック36で7ビットの数が乗じられる。

(28)

特表平10-506764

【图 1】



(27)

電力増幅器の勾配が10%のエラーがあるとすると、乗算器は2の補数の乗算を実行できなければならないので、前記の7ビットの数の値は $0.5 - 1.5 \pm 2$ ないし2の間にありべきである。従って、LSBは $1/32$ に相当し、補正後のエラーは最大で $1/64$ 即ち1.56%である。

Sカーブ送信装置補正を行いたい場合には、ダイナミックレンジは複数の(例えば4、8、16、等々)サブレンジに分割され、その各サブレンジはそれ自体の補正係数を有する。正しい補正係数のサブレンジを選択するために最上位2(又は3、4、等々)ビットが使われる。

本発明の現在好ましい実施例を説明した。しかし、この実施例に幾つもの修正を加えることが可能であり、それらの修正も本発明の教示内容の範囲内にある。例えば、ブロック34 e及び38 cのカウンタをインクリメントしたりデクリメントしたりするために使われる種々の閾値に他の値や値の範囲を採用しても良い。更に、例えば、コントローラ20により適当な値が装填されているRAM等の、適当な種類の記憶装置の中に参照用テーブル34 bを設けることができる。また、カウンタ又はカウンタ値を指示する参照符はレジスタ又はレジスタ値を含んでいてもよい。例えば、記憶場所は、ソフトウェア制御下でインクリメントしたりデクリメントしたりできるので、10進カウンタや2進カウンタ装置又は回路等のカウンタと機能的には同等である。

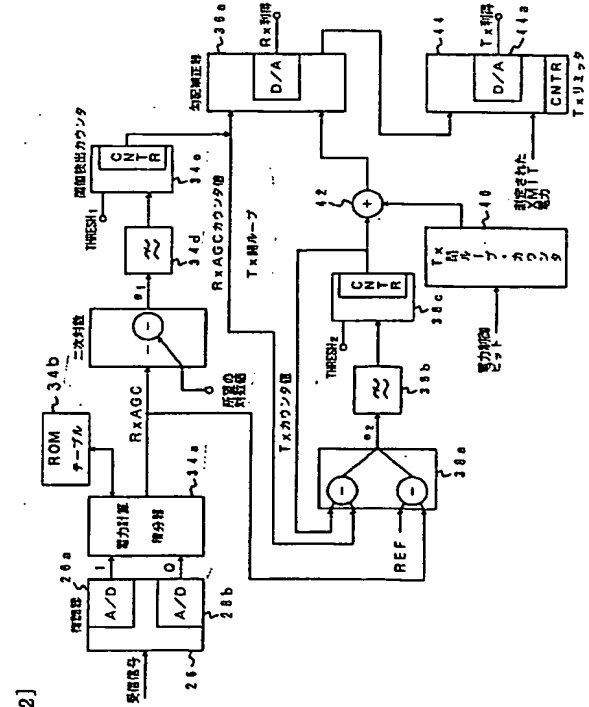
更に、本発明の教示は、時分割アクセス型の受信装置を含む所定受信装置に一般的に適用し得るものであり、拡散スペクトラム及び/又はCDMA受信装置型のみに限定されない。また、電力を1記号に相当する時間にわたってのみ積分する必要はなく、任意の適当な時間にわたって積分しても良いということが理解されなければならない。

従って、本発明をその好ましい実施例に関して具体的に図示し説明したけれども、本発明の範囲から逸脱せずにそれらの形や細部を変更し得ることを当業者は理解するであろう。

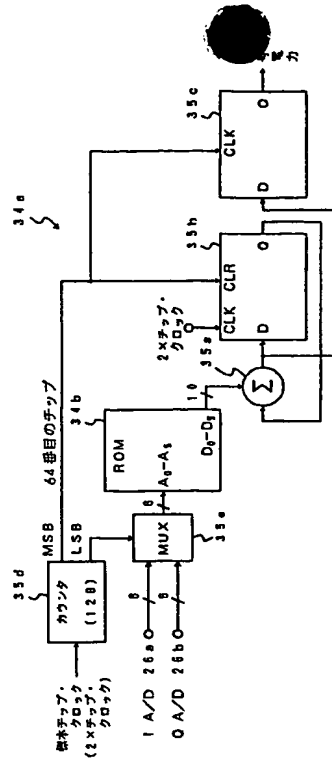
(29)

特表平10-506764

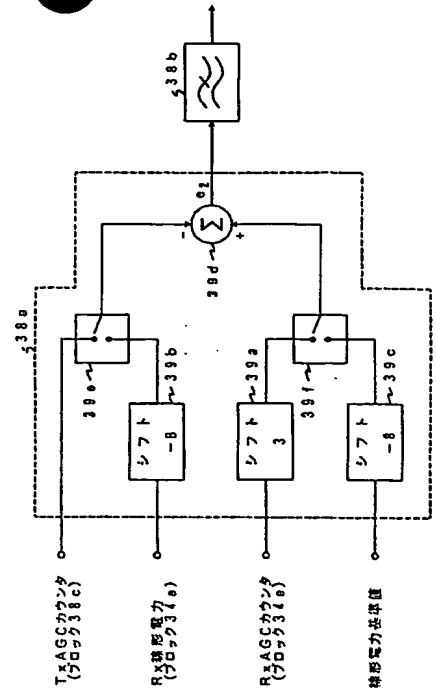
【圖 2】



【図3】

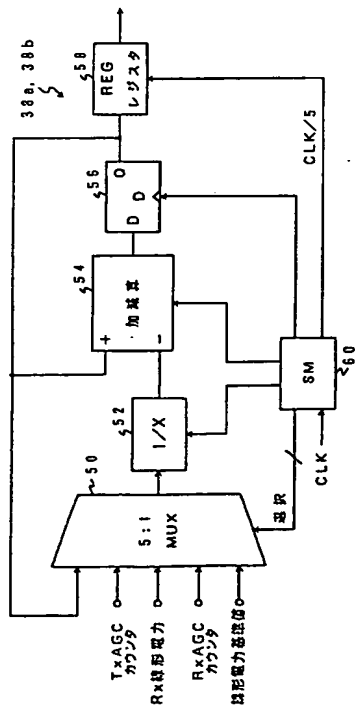


【図4】



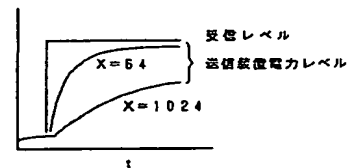
【図4】

【図5】



【図5】

【図6】



【手続補正書】特許法第184条の8第1項

【提出日】1996年9月16日

【補正内容】

示する。

この方法は、(a)受信され標準化された信号の電力を積分し；(b)その受信され積分された電力の対数を計算し；(c)その電力の対数から所定基準値を引いて第1エラー信号を生成し；(d)該第1エラー信号を滤波し；(e)その滤波された第1エラー信号を所定第1閾値と比較し；(f)この比較のステップの結果の関数として第1カウンタ値をインクリメント又はデクリメントし、且つ同時にフィルタ累算器をリセットし；(g)該第1カウンタ値を、受信装置の利得を制御するためのアナログ電圧に変換するステップを含む。

本発明の好ましい実施例では、前記の対数は電力の二次対数であり、前記の計算するステップは、(a)受信され積分された電力の値を表すデジタルワードを優先順位エンコード手段に入力して該デジタルワードの最上位ビットの位置を決定し；(b)決定された位置を二次対数として使用するサブステップを含む。

前記の対数が二次対数である場合には、前記の計算をするステップは、(a)受信され積分された電力の値を表すデジタルワードを優先順位エンコード手段に入力して該デジタルワードの最上位ビットの位置を決定し；(b)その決定された最上位ビットに隣接する1個以上のビットを抽出し；(c)その抽出したビットを、該最上位ビットの決定された位置を表す値に値状につなぎ；(d)その結果としての、値状につながれているビットを該二次対数の近似値として使うサブステップを含む。

この方法は、(a)第2カウンタ値を生成し；(b)該第1カウンタ値から該第2カウンタ値を引いて第2エラー信号を形成し；(c)該第2エラー信号を滤波し；(d)その滤波された第2エラー信号を所定の第2閾値と比較し；(e)その滤波済み第2エラー信号の比較のステップの結果の関数として該第2カウンタ値をインクリメント又はデクリメントし、且つ、該フィルタ累算器をリセットし；(f)少なくとも該第2カウンタ値を送信装置の利得を制御するためのアナログ電圧に変換するステップにより送信装置AGC値を生成するステップを更に

ンガは局部PN発生器を含む。復号器28の出力は、インターリーブ解除復号器32を

請求の範囲

1. 送受信装置のための利得制御信号を生成する方法において、：

受信され標準化された信号の電力を積分し；

その受信され積分された電力の対数を計算し；

その受信され積分された電力の対数から所定基準対数電力値を引いて第1エラー信号を生成し；

該第1エラー信号を滤波し；

その滤波された第1エラー信号を所定の第1閾値範囲と比較し；

この比較のステップの結果の関数として第1カウンタ値をインクリメント又はデクリメントし、且つフィルタ累算器をリセットし；

該第1カウンタ値を、前記受信装置の利得を制御するためのアナログ電圧に変換するステップから成ることを特徴とする方法。

2. 前記の対数は電力の二次対数であり、前記の計算するステップは、：

受信され積分された電力の値を表すデジタルワードを優先順位エンコードに入力して該デジタルワードの最上位セットビットの位置を決定し；

その決定された位置を二次対数として使用するサブステップを含むことを特徴とする請求の範囲第1項に記載の方法。

3. 前記の対数は電力の二次対数であり、前記の計算するステップは、：

受信され積分された電力の値を表すデジタルワードを優先順位エンコードに入力して該デジタルワードの最上位セットビットの位置を決定し；

その決定された最上位セットビットに隣接する1個以上のビットを抽出し；

その抽出したビットを、該最上位セットビットの決定された位置を表す値に値状につなぎ；

その結果としての、値状につながれているビットを該二次対数の近似値として使うステップを含むことを特徴とする請求の範囲第1項に記載の方法。

4. 第2カウンタ値を生成し；

該第1カウンタ値から該第2カウンタ値を引いて第2エラー信号を形成し；

含む。

発明の詳細な説明

本発明の拡散スペクトラムCDMA無線電話10の現在好ましい実施例を示す図1を参照する。後に明らかになるように、無線電話10のブロックのうちの或るものは、別々の回路要素で、又は高速信号処理装置等の適宜のデジタルデータ処理装置により実行されるソフトウェアルーチンとして、実現され得るものである。また、回路要素とソフトウェアルーチンとを組み合わせることもできる。従って、以下の記述は本発明を特定の技術的実施例に限定するものではない。

本発明の好ましい実施例では、無線電話10は、TIA/EIA暫定規格「デュアルモード広帯域拡散スペクトラム・セルラシステムについての移動局-基地局・両立性規格、TIA/EIA/IS-95(1993年7月)」に従って動作する。しかし、この特別の暫定規格との両立性を本発明の実施に対する限定事項と解すべきではない。

無線電話10は、セルサイト(図示せず。以降は基地局と称する。)からのRF信号を受信し、RF信号を基地局へ送信するためのアンテナ12を含む。デジタル(CDMA)モードで動作するとき、RF信号は位相変調されて音声情報及び信号情報を運ぶ。アンテナ12には、位相変調されたRF信号をそれぞれ受信及び送信する、利得制御される受信装置14と利得制御される送信装置16とが接続されている。周波数合成器18は、コントローラ20の制御下で該受信装置及び送信装置に所要の周波数を供給する。コントローラ20は、復号器22を介してスピーカ22a及びマイクロホン22b、並びにキーボード及びディスプレイ24とインターフェースするための低速MCUを有する。一般に、このMCUは、無線電話10全体の制御及び動作を担当する。コントローラ20は、送受信される信号の実時間処理に適する高速デジタル信号処理装置(DSP)も有するのが好ましい。

受信されたRF信号は受信装置でベースバンドに変換されて移相復調器26に印加され、この復調器は、受信信号から同相(I)信号及び直交位相(Q)信号を導出する。このI及びQ信号は適当なA/D変換器(図2の26a及び26b)によりデジタル形に変換されて3フィンガ(F1-F3)復号器28に印加される。各フィ

該第2エラー信号を滤波し；

その滤波された第2エラー信号を所定の第2閾値範囲と比較し；

その滤波済み第2エラー信号の比較のステップの結果の関数として該第2カウンタ値をインクリメント又はデクリメントし、且つ、フィルタ累算器をリセットし；

少なくとも該第2カウンタ値を送信装置の利得を制御するためのアナログ電圧に変換するステップを更に含むことを特徴とする請求の範囲第1項に記載の方法。

5. 第2カウンタ値を生成し；

該第1カウンタ値から該第2カウンタ値を引いて第2エラー信号を形成し；

該第2エラー信号を滤波し；

その滤波された第2エラー信号を所定の第2閾値範囲と比較し；

その滤波済み第2エラー信号の比較のステップの結果の関数として該第2カウンタ値をインクリメント又はデクリメントし、且つ、フィルタ累算器をリセットし；

ベースサイトの送信装置から受信された電力制御コマンドビットに基づいて第3カウンタ値をセットし；

該第2カウンタ値を該第3カウンタ値に加算して該第2及び第3のカウンタ値の和を形成し；

該第2及び第3のカウンタ値の和を送信装置の利得を制御するためのアナログ電圧に変換するステップを更に含むことを特徴とする請求の範囲第1項に記載の方法。

6. 該第1カウンタ値の変換ステップは、該第1カウンタ値に対して増幅器勾配補正を行う予備ステップを含み、該第2カウンタ値及び該第3カウンタ値の和の変換ステップは、該第2カウンタ値及び該第3カウンタ値の和に対して増幅器勾配補正を行う予備ステップを含むことを特徴とする請求の範囲第5項に記載の方法。

7. 送信装置のための利得制御信号を生成する装置において、：

受信され増幅された信号の電力を積分する手段と；
 その受信され積分された電力の対数を計算する手段と；
 その電力の対数から所定の対数電力基準値を引いて第1エラー信号を生成する手段と；

段と；

該第1エラー信号を濾波する手段と；
 その濾波済み第1エラー信号を所定の第1閾値範囲と比較する手段と；
 この比較手段の動作の回数として第1カウンタ値をインクリメント又はデクリメントし且つフィルタカウンタをリセットする手段と；
 該第1カウンタ値を受信装置の利得を制御するためのアナログ電圧に変換する手段とから成ることを特徴とする装置。

8. 該対数は電力の二次対数であり、該計算手段は、：
 受信され積分された電力の値を表すデジタルワードを入力して該デジタルワードの最上位セットビットの位置を決定する優先順位エンコード手段を含んでおり；その決定された位置が該二次対数とされることを特徴とする請求の範囲第7項に記載の装置。

9. 該対数は電力の二次対数であり、前記計算手段は、：
 受信され積分された電力の値を表すデジタルワードを入力して該デジタルワードの最上位セットビットの位置を決定する優先順位エンコード手段を含んでおり；その決定された位置が該二次対数とされ；

前記計算手段は、更に、その決定された最上位セットビットに隣接する1個以上のビットを抽出する手段と；

その抽出したビットを、決定された最上位セットビットに鎖状につなぐ手段とを含んでおり；その結果としての、鎖状につながれているビットが該二次対数の近似値とされることを特徴とする請求の範囲第7項に記載の装置。

10. 第2カウンタ値を生成する手段と；

該第1カウンタ値から該第2カウンタ値を引いて第2エラー信号を形成する手段と；

その増幅したRF信号を復調して同相I信号及び直角位相Q信号を導出し；
 該I信号及びQ信号の強度を繰り返し平方し、その平方した強度を或る時間にわたって積分してその時間にわたるその受信した信号の電力の示度を導出し；
 その導出した電力示度の対数を得；
 その電力示度の対数と所定の電力との差を示す第1エラー信号を得；
 該第1エラー信号を濾波し；

その濾波済み第1エラー信号を第1の2極閾値信号と比較し、その比較結果に応じて第1カウンタ値をインクリメント又はデクリメントすると共にフィルタカウンタをリセットし；

該第1カウンタ値に応じて前記の少なくとも1つの受信装置増幅器のための利得制御信号を生成するステップからなることを特徴とする方法。

14. 前記平方ステップは、：

該I信号及びQ信号の各々をデジタル表示に変換し；

該デジタル表示を交互に使用して記憶装置の入力をアドレス指定し；

そのデジタル表示の一方を使用する毎に、該記憶装置から該デジタル表示の平方に対応する値を出力するステップを含むことを特徴とする請求の範囲第13項に記載の方法。

15. 第2カウンタ値を生成し；

該第1カウンタ値から該第2カウンタ値を引いて第2エラー信号を生成し；

該第2エラー信号を濾波し；

その濾波済み第2エラー信号を第2の2極閾値信号と比較して、その比較結果に応じて該第2カウンタ値をインクリメント又はデクリメントすると共にフィルタカウンタをリセットして閉ループ送信装置電力制御値を形成し；

この閉ループ電力制御値を閉ループ電力制御値と組み合わせる組み合わせ電力制御値を形成し；

この組み合わせ電力制御値に応じて少なくとも1つの送信装置増幅器のための利得制御信号を生成するステップを更に含むことを特徴とする請求の範囲第13項に記載の方法。

該第2エラー信号を濾波する手段と；

その濾波された第2エラー信号を所定の第2閾値範囲と比較する手段と；

その濾波済み第2エラー信号の比較のステップの結果の回数として該第2カウンタ値をインクリメント又はデクリメントし、且つ、フィルタカウンタをリセットする手段と；

少なくとも該第2カウンタ値を送信装置の利得を制御するためのアナログ電圧に変換する手段とを更に含むことを特徴とする請求の範囲第7項に記載の装置。

11. 第2カウンタ値を生成する手段と；

該第1カウンタ値から該第2カウンタ値を引いて第2エラー信号を形成する手段と；

該第2エラー信号を濾波する手段と；

その濾波された第2エラー信号を所定の第2閾値範囲と比較する手段と；

その濾波済み第2エラー信号の比較のステップの結果の回数として該第2カウンタ値をインクリメント又はデクリメントし、且つ、フィルタカウンタをリセットする手段と；

ベースサイトの送信装置から受信された電力制御コマンドビットに基づいて第3カウンタ値をセットする手段と；

該第2カウンタ値を該第3カウンタ値に加算して該第2及び第3のカウンタ値の和を形成する手段と；

該第2及び第3のカウンタ値の和を送信装置の利得を制御するためのアナログ電圧に変換する手段とを更に含むことを特徴とする請求の範囲第7項に記載の装置。

12. 前記装置は、更に、該第1カウンタ値及び該第2及び第3カウンタ値の和に対して増幅器勾配補正を行う手段を含むことを特徴とする請求の範囲第11項に記載の装置。

13. 拡散スペクトラム無線電話を操作する方法において、：

拡散スペクトラムRF信号を受信して、その受信した信号を少なくとも1つの送信装置増幅器で増幅し；

16. 第2カウンタ値を生成し；

該第1カウンタ値から該第2カウンタ値を引くと共に、前記の時間にわたる受信された信号の電力の導出された示度を基準値から引いて第2エラー信号を形成し；

該第2エラー信号を濾波し；

その濾波済み第2エラー信号を第2の2極閾値信号と比較して、その比較結果に応じて該第2カウンタ値をインクリメント又はデクリメントすると共にフィル

タカウンタをリセットして開ループ送信装置電力制御値を形成し；

この開ループ電力制御値を閉ループ電力制御値と組み合わせる組み合わせ電力制御値を形成し；

この組み合わせ電力制御値に応じて少なくとも1つの送信装置増幅器のための利得制御信号を生成するステップを更に含むことを特徴とする請求の範囲第13項に記載の方法。

17. 拡散スペクトラム送受信装置において、：

少なくとも1つの送信装置増幅器を通して拡散スペクトラムRF信号を送信する送信装置と；

拡散スペクトラムRF信号を受信して、その受信した信号を少なくとも1つの受信装置増幅器で増幅し；

その増幅したRF信号を復調して同相I信号及び直角位相Q信号を導出する復調器と；

該I信号及びQ信号から或る時間にわたるその受信した信号の電力の示度を導出する手段と；

その電力示度と所定の電力との差を示す第1エラー信号を得る手段と；

該第1エラー信号を濾波する第1フィルタと；

その濾波済み第1エラー信号を第1閾値信号と比較し、その比較結果に応じて第1値をインクリメント又はデクリメントすると共にフィルタカウンタをリセットする手段と；

該第1値に応じて前記の少なくとも1つの受信装置増幅器のための利得制御信

号を生成する手段と；

第2値を生成する手段と；

該第1値から該第2値を引くと共に、前記の時間にわたる受信した信号の電力の導出された示度を基準値から引いて第2エラー信号を形成する手段と；

該第2エラー信号を濾波する第2フィルタと；

その濾波済み第2エラー信号を第2閾値信号と比較して、その比較結果に応じて該第2値をインクリメント又はデクリメントすると共にフィルタ累算器をリセットして開ループ送信装置電力制御値を形成する手段と；

この開ループ電力制御値を開ループ電力制御値と組み合わせて組み合わせ電力制御値を形成する手段と；

この組み合わせ電力制御値に応じて前記の少なくとも1つの送信装置増幅器のための利得制御信号を生成する手段とから成ることを特徴とする拡散スペクトラム送受信装置。

18. 前記導出手段は、：

該1信号及びQ信号の強度を繰り返し平方する手段と；

或る時間にわたってその平方された強度を積分して、その時間にわたる受信した信号の電力の示度を導出する手段とから成ることを特徴とする請求の範囲第17項に記載の拡散スペクトラム送受信装置。

19. 前記第1の値のステップサイズは所定dB数で表した値に等しく、前記の時間にわたる受信した信号の電力の導出した示度は、その時間にわたる受信した信号の電力の線形近似値であることを特徴とする請求の範囲第17項に記載の拡散スペクトラム送受信装置。

20. 前記の時間にわたる受信した信号の電力の導出した示度と該基準値との差は、該所定dB数より小さい分解能で該開ループ送信装置電力制御値を制御させることを特徴とする請求の範囲第19項に記載の拡散スペクトラム送受信装置。

21. 該所定dB数は1であることを特徴とする請求の範囲第20項に記載の拡散スペクトラム送受信装置。

22. 該第1閾値の値は、受信装置利得制御信号のdB単位で表した所望のステッ

プサイズの関数であり、特徴とする請求の範囲第17項に記載の拡散スペクトラム送受信装置。

23. 該第2閾値の値は、送信装置利得制御信号のdB単位で表した所望のステップサイズの関数であることを特徴とする請求の範囲第17項に記載の拡散スペクトラム送受信装置。

24. 該第1閾値のdB単位で表した値は、該受信装置利得制御信号のdB単位で表した所望のステップサイズの約半分であることを特徴とする請求の範囲第17項に記載の拡散スペクトラム送受信装置。

25. 該第1閾値の値は、該受信装置利得制御信号のdB単位で表した所望のステ

ップサイズの関数であり、該第2閾値の値は、該送信装置利得制御信号のdB単位で表した所望のステップサイズの関数であり、該送信装置利得制御信号のdB単位で表した所望のステップサイズは、該受信装置利得制御信号のdB単位で表した所望のステップサイズより小さいことを特徴とする請求の範囲第17項に記載の拡散スペクトラム送受信装置。

26. 前記の時間は1記号周期であることを特徴とする請求の範囲第17項に記載の拡散スペクトラム送受信装置。

【國際調查報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/US95/12180

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC(6) : H04B 1/169, H04B 1/38 US CL : 375/200, 345; 455/69, 234.1 According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) U.S. : 375/200, 205-206, 219, 345; 455/38.1, 38.3, 69, 234.1; 330/278-279 Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used) APS		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	US,A, 5,134,631 (Kingston et al.) 28 July 1992, col. 3, lines 35-57.	1,7,13,17
A	US,A, 4,972,430 (Cantwell) 20 November 1990, Fig. 1.	1,7,13,17
Y	US,A, 4,225,976 (Osborne et al.) 30, September 1980, col. 3, lines 12-56.	1,7,13,17
Y	WO 93/05585 (Poutanen) 18 March 1993, page 4, line 34 to page 5, line 17.	1,7,13,17
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> See patent family annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be part of particular relevance "E" earlier document published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "Z" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 06 DECEMBER 1995		Date of mailing of the international search report 12 FEB 1996
Name and mailing address of the ISA/US Commissioner of Patents and Trademarks Box PCT Washington, D.C. 20231 Facsimile No. (703) 305-3230		Authorized officer <i>B. T. Seay</i> YOUNG T. TSE Telephone No. (703) 305-4736

フロントページの続き

(81)指定国 EP(AT, BE, CH, DE,
DK, ES, FR, GB, GR, IE, IT, LU, M
C, NL, PT, SE), OA(BF, BJ, CF, CG
, CI, CM, GA, GN, ML, MR, NE, SN,
TD, TG), AP(KE, MW, SD, SZ, UG),
AM, AT, AU, BB, BG, BR, BY, CA, C
H, CN, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB
, GE, HU, IS, JP, KE, KG, KP, KR,
KZ, LK, LR, LT, LU, LV, MD, MG, M
K, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO
, RU, SD, SE, SG, SI, SK, TJ, TM,
TT, UA, UG, UZ, VN